



(19)대한민국특허청(KR)
(12) 등록특허공보(B1)

(51) 。 Int. Cl. H04B 7/26 (2006.01)	(45) 공고일자 (11) 등록번호 (24) 등록일자	2007년07월25일 10-0742469 2007년07월18일
--	-------------------------------------	--

(21) 출원번호	10-2001-0006452	(65) 공개번호	10-2001-0082108
(22) 출원일자	2001년02월09일	(43) 공개일자	2001년08월29일
심사청구일자	2006년02월09일		

(30) 우선권주장 09/503,041 2000년02월11일 미국(US)

(73) 특허권자 루센트 테크놀로지스 인크
미합중국 뉴저지 머레이 힐 마운틴 애비뉴 600 (우편번호 : 07974-0636)

(72) 발명자 라로이아라지브
미국뉴저지주07920배스킹릿지서머빌로드455

리준이
미국뉴저지주07921베드민스터워렌레인357

랭인선딕
미국뉴저지주07030호보큰아파트먼트1블룸필드스트리트610

우팔라사티아데브벵카타
미국뉴저지주07076스카치플레이즈스프루스밀레인281

(74) 대리인 김창세
장성구

(56) 선행기술조사문헌	
JP11113049 A	JP11178036 A
KR1020000075106 A	US5430760 A
EP0760564 A	

심사관 : 하은주

전체 청구항 수 : 총 39 항

(54) 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 및 수신 방법과 그 장치, 이동국 및 기지국

(57) 요약

본 발명은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexed; OFDM) 무선 시스템 또는 다른 타입의 무선 통신 시스템에서의 업링크 타이밍 동기화 및 액세스 제어에 이용하기 위한 신호 구성, 검출 및 추정 기법을 제공한다. 본 발명의 예시적인 실시예에 따라, 지정된 타이밍 및 액세스 간격들에서 송신될 타이밍 및 액세스 신호들이 직교 멀티톤 신호(orthogonal multitone signal)들로부터 구성된다. 멀티톤 신호는 기지국에서의 신호 수신과 관련된 주기적 프리픽스

(cyclic prefix)가 아직 동기화되지 않은 이동국의 타이밍 에러들을 커버하도록 확장된다는 것을 제외하고는, OFDM 데이터 송신에 이용된 멀티톤 신호와 유사할 수 있다. 또한, 본 발명은 멀티톤 신호들의 시간 분해성(time resolvability) 및 피크 대 평균 비율(peak-to-average ratio)을 최적화하는 설계 기법들과, 최대 가능 타이밍 추정(maximum likelihood timing estimation)을 위한 효율적인 고속 푸리에 변환(fast Fourier transform; FFT) 기반 기법과, 상이한 동기화들로부터의 타이밍 추정들을 평균화하는 강건한 선형 필터링(robust linear filtering) 기법을 제공한다.

대표도

도 3

특허청구의 범위

청구항 1.

무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법에 있어서,

상기 무선 통신 시스템의 이동국으로부터 상기 무선 통신 시스템의 기지국으로 업링크 액세스 신호 및 업링크 타이밍 동기화 신호 중 적어도 하나의 신호를 송신하는 단계를 포함하고,

상기 적어도 하나의 신호는 다수의 직교 신호들을 포함하는 신호 세트로부터의 신호이며, 상기 이동국 및 상기 무선 통신 시스템의 적어도 하나의 다른 이동국으로부터의 상이한 타이밍 및 액세스 신호들이 상기 기지국에서 기지국 샘플 윈도우를 통해 서로 직교하여 수신되도록 한 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 2.

제 1 항에 있어서,

상기 무선 통신 시스템은 직교 주파수 분할 다중화(orthogonal frequency division multiplexed; OFDM) 시스템을 포함하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 3.

제 1 항에 있어서,

상기 신호 세트는 다수의 멀티톤 신호(multitone signal)를 포함하고, 상기 멀티톤 신호의 적어도 하나의 서브셋 각각은 그 기저 대역 주파수가 $1/T$ 의 정수배인 톤들의 선형 조합을 포함하며, 상기 T는 기지국 샘플 윈도우 크기인 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 4.

제 3 항에 있어서,

상기 타이밍 및 액세스 신호들에 대한 상기 샘플 윈도우 크기 T는 OFDM 데이터 심볼들에 대해 상기 시스템에서 이용된 것과 동일한 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 5.

제 1 항에 있어서,

각 타이밍 및 액세스 신호는 비중첩 톤의 서브셋을 이용하여 상이한 신호들을 갖는 단일 멀티톤 신호를 포함하고, 상기 타이밍 및 액세스 신호 모두로부터의 상기 톤은 이용가능한 전체 대역폭에 걸쳐 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 6.

제 5 항에 있어서,

상기 멀티톤 신호는 다중 경로 분산 및 사전 동기화 타이밍 에러를 커버하기에 충분히 큰 주기적 프리픽스(cyclic prefix)로 송신되는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 7.

제 6 항에 있어서,

상기 주기적 프리픽스는 이미 동기화된 이동국으로부터 송신된 데이터 심볼에서 이용된 주기적 프리픽스보다 큰 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 8.

제 1 항에 있어서,

비송신의 보호 시간은 적어도 하나의 상기 타이밍 및 액세스 신호의 시작부 또는 종료부 중 적어도 하나에 부가되어, 상기 적어도 하나의 타이밍 및 액세스 신호가 인접 데이터 심볼로 오버런(overrun)하지 않도록 보장하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 9.

제 1 항에 있어서,

특정의 타이밍 및 액세스 간격 동안, 상기 기지국은 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호의 단일 T 길이 샘플을 취하며, 상기 T는 상기 기지국 샘플 윈도우 크기인 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 10.

제 1 항에 있어서,

상기 기지국 샘플 윈도우는 지정된 타이밍 및 액세스 간격 내에 위치되어, 모든 가능한 다중 경로 신호 도달 시간들에 대해, 상기 샘플 윈도우가 상기 멀티톤 신호에 대한 하나의 T 기간의 안정 상태 사인과 응답을 취하도록 하며, 상기 T는 상기 기지국 샘플 윈도우 크기인 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 11.

제 1 항에 있어서,

기지국 타이밍 및 액세스 샘플 윈도우가 상기 기지국의 데이터 샘플 윈도우와 동기화되는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 12.

제 1 항에 있어서,

상기 이동국은 데이터 송신에도 또한 이용되는 IFFT(inverse fast Fourier transform)을 이용하여 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호를 계산하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 13.

제 1 항에 있어서,

상기 이동국은 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호를 사전 계산한 후, 그것을 상기 이동국과 관련된 메모리에 저장하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 14.

제 1 항에 있어서,

상기 타이밍 및 액세스 신호들의 적어도 하나의 서브셋 각각은 L 개의 샘플 윈도우들 각각에서의 비중첩 톤의 서브셋을 이용하여 상이한 타이밍 및 액세스 신호로 순차적으로 송신된 L 개의 멀티톤 신호들의 시퀀스를 포함하고, 상기 기지국은 상기 L 개의 멀티톤 신호들 각각으로부터 T 길이의 샘플을 취하며, 상기 T 는 상기 기지국 샘플 윈도우 크기인 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 15.

제 1 항에 있어서,

상기 타이밍 및 액세스 신호들의 적어도 하나의 서브셋은 멀티톤 신호를 포함하고, 소정의 멀티톤 신호의 계수는 원하는 타이밍 정확도보다 큰 지연에서의 상기 멀티톤 신호의 주기적 자동 상관이 충분히 작도록 선택되는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 16.

제 1 항에 있어서,

상기 타이밍 및 액세스 신호들의 적어도 하나의 서브셋은 멀티톤 신호들을 포함하고, 소정의 멀티톤 신호는 인접한 톤들을 포함하며, 상기 소정의 멀티톤 신호에 대한 계수 선택을 FIR(finite impulse response) 필터 설계 절차를 이용하여 수행할 수 있도록 하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 17.

제 16 항에 있어서,

상기 FIR 필터 설계 절차는 체비체프 다항식(Chebyshev polynomial) 설계 절차를 포함하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 18.

제 1 항에 있어서,

상기 타이밍 및 액세스 신호들의 적어도 하나의 서브셋은 멀티톤 신호를 포함하고, 상기 멀티톤 신호들 중 소정의 하나의 톤 주파수는 주파수 다이버시티(diversity)를 목적으로 지정된 주파수 스펙트럼을 통해 확산되는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 19.

제 18 항에 있어서,

상기 소정의 멀티톤 신호는 인접한 톤들의 그룹을 포함하고, 상기 톤들의 그룹은 채널 코히어런스 대역폭(channel coherence bandwidth)보다 매우 큰 양으로 분리되는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 20.

제 1 항에 있어서,

상기 타이밍 및 액세스 신호들의 적어도 하나의 서브셋은 멀티톤 신호를 포함하고, 상기 멀티톤 신호들 중 소정의 하나의 신호의 계수는 상기 멀티톤 신호의 피크 대 평균 비(peak-to-average ratio)가 최소화되도록 선택되는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 21.

제 1 항에 있어서,

상기 이동국이 타이밍 또는 액세스 신호 $u(t)$ 를 송신할 때, 상기 기지국이 수신된 신호 $y(t)$ 에 대해 ML(maximum-likelihood) 추정기를 이용하여 적절한 타이밍 보정을 추정하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 22.

제 21 항에 있어서,

다중 경로 채널에서, 상기 ML 추정은 $y(t)$ 의 교차 상관 에너지(cross-correlation energy)와 소정의 다중 경로 성분 $u(t)$ 의 합을 최대화하는 시간 τ 인 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 23.

제 1 항에 있어서,

수신된 신호 전력은 최대 전체 교차 상관 에너지의 측정에 의해 상기 기지국에서 추정될 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 24.

제 22 항에 있어서,

상기 $u(t)$ 의 다중 경로 성분은 상기 수신된 신호의 평균 자동 상관의 고유 벡터(eigenvector)로서 주어지며, 상기 평균은 상기 다중 경로 채널 및 상기 수신된 신호 잡음에서의 랜덤성을 인계받는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 25.

제 22 항에 있어서,

상기 다중 경로 성분은 단지 $u(t)$ 에만 의존하며, 상기 기지국에 의해 사전 계산 및 저장될 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 26.

제 22 항에 있어서,

다중 경로 성분을 갖는 $y(t)$ 의 각 교차 상관은 단일의 IFFT를 이용하여 계산될 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 27.

제 1 항에 있어서,

송신된 액세스 신호 $u(t)$ 의 존재는 추정된 수신 신호 전력이 사전결정된 에너지 임계값을 초과할 때 상기 기지국에 의해 검출될 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 28.

제 27 항에 있어서,

상기 임계값은 잘못된 액세스 검출 확률과 분실 검출 확률을 트레이드 오프(trade off)하도록 조절할 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 29.

제 27 항에 있어서,

상기 임계값은 정확한 타이밍 추정을 위해 액세스 신호가 충분한 에너지로 수신되는 것을 보장하도록 증대될 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 30.

제 1 항에 있어서,

재동기화의 빈도가 충분할 때, 상기 이동국이 상이한 재동기화 간격들로부터 획득된 타이밍 보정들을 조합하여 타이밍 추정 에러들을 평균화할 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 31.

제 30 항에 있어서,

상기 조합은 상기 기지국으로부터 수신된 타이밍 추정을 선형적으로 저역 통과 필터링함으로써 수행될 수 있는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 32.

제 1 항에 있어서,

상기 이동국은 상기 기지국으로부터 수신된 타이밍 보정을 클리핑(clipping)하도록 동작 가능한 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 33.

제 32 항에 있어서,

상기 이동국은 소정의 임계값보다 큰 타이밍 보정을 무시함으로써 상기 보정을 클리핑하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 34.

제 32 항에 있어서,

상기 이동국은 소정의 수의 큰 값들이 연속으로 수신되는 경우에만 소정의 임계값보다 큰 타이밍 보정을 수용함으로써 상기 보정을 클리핑하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 송신 방법.

청구항 35.

무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 이동국에 있어서,

상기 무선 통신 시스템의 기지국으로 업링크 액세스 신호 및 업링크 타이밍 동기화 신호 중 적어도 하나의 신호를 송신하도록 동작하고,

상기 적어도 하나의 신호는 다수의 직교 신호들을 포함하는 신호 세트로부터의 신호이고, 상기 이동국 및 상기 무선 통신 시스템의 적어도 하나의 다른 이동국으로부터의 상이한 타이밍 및 액세스 신호들이 상기 기지국에서 기지국 샘플 윈도우를 통해 서로 직교하여 수신되도록 한 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 이동국.

청구항 36.

무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 장치에 있어서,

상기 무선 통신 시스템의 이동국으로부터 상기 무선 통신 시스템의 기지국으로 업링크 액세스 신호 및 업링크 타이밍 동기화 신호 중 적어도 하나의 신호를 송신하되, 상기 적어도 하나의 신호는 다수의 직교 신호들을 포함하는 신호 세트로부터의 신호이며, 상기 이동국 및 상기 무선 통신 시스템의 적어도 하나의 다른 이동국으로부터의 상이한 타이밍 및 액세스 신호들이 상기 기지국에서 기지국 샘플 윈도우를 통해 서로 직교하여 수신되도록 하는 수단과,

송신될 상기 적어도 하나의 신호를 생성하는 수단

을 포함하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 장치.

청구항 37.

무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 수신 방법에 있어서,

상기 무선 통신 시스템의 기지국에서 상기 무선 통신 시스템의 이동국으로부터 업링크 액세스 신호 및 업링크 타이밍 동기화 신호 중 적어도 하나의 신호를 수신하는 단계를 포함하고,

상기 적어도 하나의 신호는 다수의 직교 신호들을 포함하는 신호 세트로부터의 신호이며, 상기 이동국 및 상기 무선 통신 시스템의 적어도 하나의 다른 이동국으로부터의 상이한 타이밍 및 액세스 신호들이 상기 기지국에서 기지국 샘플 윈도우를 통해 서로 직교하여 수신되도록 하는 단계를 포함하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 신호 수신 방법.

청구항 38.

무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 장치에 있어서,

상기 무선 통신 시스템의 기지국에서 상기 무선 통신 시스템의 이동국으로부터 업링크 액세스 신호 및 업링크 타이밍 동기화 신호 중 적어도 하나의 신호를 수신하되, 상기 적어도 하나의 신호는 다수의 직교 신호들을 포함하는 신호 세트로부터의 신호이고, 상기 이동국 및 상기 무선 통신 시스템의 적어도 하나의 다른 이동국으로부터의 상이한 타이밍 및 액세스 신호들이 상기 기지국에서 기지국 샘플 윈도우를 통해 서로 직교하여 수신되도록 하는 수단과,

상기 수신된 적어도 하나의 신호를 처리하는 수단

을 포함하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 장치.

청구항 39.

무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 기지국에 있어서,

상기 무선 통신 시스템의 이동국으로부터 업링크 액세스 신호 및 업링크 타이밍 동기화 신호 중 적어도 하나의 신호를 수신하도록 동작하고,

상기 적어도 하나의 신호는 다수의 직교 신호들을 포함하는 신호 세트로부터의 신호이며, 상기 이동국 및 상기 무선 통신 시스템의 적어도 하나의 다른 이동국으로부터의 상이한 타이밍 및 액세스 신호들이 기지국 샘플 윈도우를 통해 서로 직교하는 상기 기지국에서 수신되도록 하는 무선 통신 시스템에서 이용하기 위한 기지국.

청구항 40.

삭제

청구항 41.

삭제

청구항 42.

삭제

청구항 43.

삭제

청구항 44.

삭제

청구항 45.

삭제

청구항 46.

삭제

청구항 47.

삭제

명세서

발명의 상세한 설명

발명의 목적

발명이 속하는 기술 및 그 분야의 종래기술

본 발명은 알. 라로이아(R. Laroia) 등의 발명자에 의해, "Uplink Timing Synchronization and Access Control for a Multi-Access Wireless Communication System,"이란 명칭으로 본 출원과 함께 출원된 미국 특허 출원(일련 번호 09/503,040)에 기술된 발명과 관련된다.

본 발명은 전반적으로 무선 통신 시스템에 관한 것으로서, 보다 구체적으로는 다중 액세스 무선 통신 시스템에서의 업링크 타이밍 동기화 및 액세스 제어에 이용하기 위한 신호 구성, 검출 및 추정 기법에 관한 것이다.

직교 주파수 분할 다중화(Orthogonal Frequency Division Multiplexing; OFDM)는 차세대의 셀룰라 무선 시스템에서 이용하기 위한 다중 액세스 방안으로서 최근에 제안되어 왔다. 이들 시스템의 설계시에 있어서의 중요한 이슈는, 엄격한 타이밍 동기화 및 액세스 제어를 필요로 한다는 점이다. 업링크에서 직교성을 유지하기 위해서는, 모든 이동국("모바일")로부터의 모든 신호 경로가 그들이 통신하고자 시도하는 특정 기지국의 소위 수신 주기적 프리픽스(receive cyclic prefix) 내에 도달할 필요가 있다. 더욱이, 아직 동기화되지 않은 새로운 모바일은 기지국과 이미 통신중이며 이미 동기화되어 있는 모바일로부터의 업링크 데이터를 방해하지 않으면서 기지국에 액세스할 수 있어야만 한다.

OFDM 업링크 동기화 및 액세스 시스템에서 이용될 타이밍 및 액세스 신호들의 구성, 검출 및 추정 기법이 필요하다. 타이밍 및 액세스 신호들의 구성, 검출 및 추정은 고전적인 문제이며, 일반적으로 타이밍 분해성, 신호 대역폭, 신호를 송신하는 모바일에 대한 전력 요구, 추정 최적성을 포함하는 여러 가지 표준 기준을 포함한다. 예를 들면, 제이. 지. 프로아키스(J. G. Proakis)에 의한 "Digital Communications"(3rd ed., New York, McGraw Hill, 1995)을 참고하기 바라며, 이것은 본 명세서에서 참조로 인용된다. 그러나, 어떠한 OFDM 다중 액세스 무선 동기화 시스템에 대한 신호의 설계 및 추정은 여러 가지 고유의 해결 과제를 갖고 있다.

첫 번째, 다중 액세스 채널은 신호들 간에 간섭을 일으킬 수 있다. 신호 검출 및 추정을 향상시키기 위해 상호 신호 간섭(co-signal interference)을 감소시키고, 간섭 소거 또는 다중 사용자 검출 및 추정과 같은 계산이 어려운 절차들에 대한 필요성을 제거하는 것이 바람직하다. 또한, 무선 시스템에서, 상이한 모바일로부터의 신호들은 매우 다른 전력들로 수신될 수 있고, 강한 신호들이 약한 신호들을 압도하는 것을 피하기 위해 상호 신호 간섭을 억제할 필요가 있다. 상호 신호 간섭 억제에 대한 이러한 필요성은 새로운 모바일이 아직 전력 제어가 될 수 없는 경우, 액세스 동안 특히 중요하다. 또한, 상호 신호 간섭이 감소될 때, 고전력 모바일로부터의 상호 신호 간섭 영향이 감소되기 때문에, 액세스에 실패한 모바일은 후속하는 액세스 시도들에 있어서 그들의 송신 전력을 보다 신속하게 증가시킬 수 있다. 보다 빠른 전력 증가에 대한 이러한 잠재성은 액세스 지연을 감소시킬 것이다.

두 번째, 무선 채널에서, 신호 검출 및 타이밍 추정은 채널 페이딩, 다중 경로 지연 확산 및 동일한 대역에서 나타나는 임의의 간섭에 대해 강건해야 한다. 더욱이, OFDM 시스템에서, 타이밍 추정의 목적은 모든 신호 경로 도달 시간을 분해하는 것이 아니다. 그 대신에, 모든 신호 경로들이 기지국 주기적 프리픽스 내에 도달하도록, 몇몇 타이밍 오프셋을 결정할 필요만이 있다.

통상적인 기법들은 OFDM 시스템에서 동기화 및 액세스 제어를 위한 타이밍 및 액세스 신호들의 구성, 추정 및 검출과 관련된 전술한 문제들을 적절하게 해결할 수 없었다.

발명이 이루고자 하는 기술적 과제

본 발명은 OFDM 시스템 또는 다른 타입의 무선 통신 시스템에서 타이밍 및 액세스 신호들의 구성, 검출 및 추정을 위한 개선된 기법들을 제공한다.

본 발명의 하나의 특징에 따르면, 멀티톤 신호들로부터 타이밍 및 액세스 신호들을 구성함으로써, 타이밍 및 액세스 신호들의 세트가 직교하도록 만들어진다. 멀티톤 신호는 예를 들면, 그 기저 대역 톤 주파수들이 $1/T$ 의 정수 배수들인 이산 복합 톤(discrete complex tone)들의 선형 조합일 수 있으며, 여기서 T 는 기지국 샘플 윈도우 크기이다. 각 타이밍 및 액세스 신호는 하나의 그러한 멀티톤 신호를 포함할 수 있으며, 비중첩 톤 주파수들을 이용하여 상이한 타이밍 및 액세스 신호들에서 멀티톤 신호들일 수 있다.

바람직하게, 신호들에 포함된 개별적인 톤들은 길이 T 를 갖는 임의의 기간 동안 직교하므로, 그러한 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호들은 기지국 수신기 샘플 윈도우를 통해 직교하며 수신되도록 보장된다. 또한, 선형 채널은 톤 주파수들을 변경하지 않으므로, 상이한 신호들이 상이한 다중 경로 채널들을 통해 비동기적으로 도달하는 경우에조차도, 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호들은 직교하면서 수신될 것이다. 직교성은 전술한 바와 같은 상호 신호 간섭을 제거하므로, 신호 대 잡음비가 향상되고, 다중 사용자 검출 및 추정에 대한 필요성이 제거되며, 보다 큰 범위의 수신 전력 레벨들이 허용된다.

시간 T_S 동안 각 멀티톤 신호를 송신하는 것에 의해, 가변 도달 시간 및 다중 경로 채널 하에서 직교성이 유지될 수 있으며, T_S 는 기지국 샘플 윈도우 크기 T 보다 크다. 이러한 추가적인 길이 $T_S - T$ 는 타이밍 슬랙(timing slack)을 제공하여, 가변 도달 시간 및 다중 경로 분산 하에서도, 기지국 샘플이 멀티톤 신호에 대해 정확하게 하나의 T 기간 사인과 안정 상태 응답을 항상 캡처하도록 한다.

아직 동기화되지 않은 모바일의 타이밍 에러들은 OFDM 데이터 신호들에서 이용된 것보다 큰 타이밍 및 액세스 신호들의 초과 길이 $T_S - T$ 를 선택함으로써, 커버될 수 있다. 또한, 송신이 없는 보호 기간(guard period)이 소정의 타이밍 및 액세스 신호의 양 단부에 추가되어, 타이밍 및 액세스 신호가 타이밍 및 액세스 간격 밖의 데이터 수신과 간섭하는 것이 방지된다.

본 발명의 예시적인 실시예에서, 각 타이밍 및 액세스 신호는 하나의 멀티톤 신호를 포함하고, 기지국은 하나의 T 기간 신호를 캡처한다. 다른 예시적인 실시예에서, 각 타이밍 및 액세스 신호는 차례로 송신된 L 개의 멀티톤 신호들의 시퀀스를 포함하고, 기지국은 L 개의 멀티톤 신호들의 각각으로부터 하나의 T 기간을 캡처한다. 멀티톤 샘플 포맷을 이용하여 모바일에 의해 한 번에 송신된 톤들의 피크 수를 감소시켜, 피크 송신 전력 요구를 감소시킬 수 있다.

본 발명의 다른 특징은 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호들의 톤 주파수 및 계수를 최적화하는 기법들을 제공한다. 이들 기법에 따르면, 복합 멀티톤 계수들의 톤 주파수 및 크기는 시간 분해성의 기준을 이용하여 결정될 수 있으며, 복합 계수들의 위상은 피크 대 평균 비율의 기준을 이용하여 결정된다. 특히, 채널 페이딩을 막기 위해, 각 멀티톤 신호의 톤들은 주파수

다이버시티를 위해 큰 주파수 범위의 길이가 되도록 선택된다. 이러한 다이버시티는 인접한 톤 그룹의 각 멀티톤 신호를 구성함으로써 성취될 수 있으며, 그룹들은 채널 코히어런스 대역폭 이상으로 분리된다. 체비체프 다항식(Chebyshev polynomial)과 같은 FIR 필터 설계 기법들을 이용하여, 각각의 인접한 그룹들에서의 톤들의 계수 크기를 결정할 수 있다. 그런 다음, 시간 분해성의 최적화된 특성에 영향을 미치지 않으면서 결과적인 피크 대 평균 비율을 최소화시키도록 각 톤 신호에서의 톤들의 계수 위상이 선택된다.

본 발명의 다른 특징은 기지국에 대해 최대 가능(maximum-likelihood; ML) 추정기를 제공하여 수신된 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호의 도달 시간을 추정한다. 다중 경로 채널에서, ML 추정은 송신된 신호의 소정의 다중 경로 성분을 갖는 수신 신호의 교차 상관 에너지(cross-correlation energy)들의 합을 최대화하는 지연이다. ML 추정기는 표준 IFFT(Inverse Fast Fourier Transform) 기법들에 의해 구현될 수 있다. 또한, 수신 신호 전력은 전체 교차 상관 에너지의 최대값에 의해 추정될 수 있다. 송신된 액세스 신호의 존재는 추정된 수신 신호 전력이 사전결정된 에너지 임계 상수를 초과하는 경우 검출될 수 있다. 타이밍 및 전력에 대한 ML 추정은, 액세스가 허가될 수 있는 경우, 액세스 승인시에 이용될 수 있다.

본 발명의 다른 특징에 따르면, 타이밍 재동기화가 충분한 빈도를 갖는 경우, 상이한 동기화들에서의 타이밍 추정들이 조합되어 추정 정확도를 향상시킨다. 이러한 조합은 기지국으로부터의 타이밍 추정을 선형적으로 저역 통과 필터링(low-pass filtering)함으로써 수행될 수 있다. 클리핑(clipping) 기법을 이용하여 커다란 의사(spurious) 타이밍 에러들을 차단할 수 있다. 그러한 타이밍 에러들은 기지국에서 불량한 추정을 초래하는 타이밍 신호의 페이딩으로 인해, 또는 피드백 타이밍 보정의 방해로 초래하는 피드백 채널의 페이딩으로 인해 발생할 수 있다.

발명의 구성

이하에서, 본 발명은 OFDM에 기초한 예시적인 다중 액세스 무선 통신 시스템과 함께 설명될 것이다. 그러나, 본 발명은 임의의 특정 타입의 무선 통신 시스템과 함께 사용되는 것에 한정되는 것으로 이해되어서는 안될 것이다.

위에서 인용한 미국 특허 출원(일련 번호 09/503,040)은 모바일이 전용의 타이밍 및 액세스 간격에서 소정의 타이밍 및 액세스 신호를 송신하는, OFDM 동기화 및 액세스 제어를 위한 시스템을 개시하고 있다. 그러한 시스템의 예시적인 실시예에서, 타이밍 및 액세스 간격은 업링크 스트림에서 주기적으로 나타나며, 그 간격 동안 모든 정규 업링크 데이터 송신이 중지된다. 액세스를 위해, 새로운 모바일은 그 간격 동안 사전지정된 세트의 액세스 신호들 중 하나를 송신하고, 기지국은 각 간격에서 액세스 신호의 존재를 탐색하여 액세스 요구를 검출한다. 액세스 요구가 검출 및 허가되면, 기지국은 초기 타이밍 및 전력 보정과 더불어 업링크 및 다운링크 채널 할당을 포함하는 액세스 승인을 다운링크에서 전송할 수 있다. 유사하게, 재동기화를 위해, 모바일은 타이밍 및 액세스 간격에서 사전지정된 동기화 신호를 송신할 수 있다. 기지국은 신호들의 도달 시간을 측정할 수 있으며, 적절한 타이밍 보정을 다운링크에서 모바일로 되전송한다.

이러한 예시적인 업링크 동기화 및 액세스 시스템은 업링크 데이터로부터 완전히 분리된 지정 간격들을 이용하기 때문에, 신호의 설계, 검출 및 추정시 커다란 유연성이 제공된다. 특히, 타이밍 및 액세스 신호는 정규 OFDM 데이터 신호들과는 완전히 다르게 설계될 수 있다.

본 발명은 타이밍 및 액세스 신호들을 구성, 검출 및 추정하는 기법들을 제공한다. 이들 기법은 위에서 인용한 미국 특허 출원에 개시된 바와 같은 동기화 및 액세스 제어 시스템에서 이용하기에 특히 적합하지만, 다른 타입의 시스템에 적용할 수도 있다.

멀티톤 신호

본 발명의 예시적인 실시예에서, 멀티톤 신호로부터 타이밍 및 액세스 신호가 구성된다. 멀티톤 신호는 (기저 대역에서) 다음과 같은 형태의 복소 지수들의 선형 조합이다.

$$\text{수학식 1}$$

$$u(t) = \sum_{m=1}^M a_m e^{j\omega_m t}, \quad \omega_m = 2\pi m/T, \quad t \in [0, T_s]$$

여기서, M 은 톤의 수, a_m 은 복소 스칼라, ω_m 은 톤 주파수, T 는 기지국 샘플 윈도우 크기이다. 지수 n_m 은 각각 0 내지 $N-1$ 의 정수이며, 여기서 N 은 이용가능한 톤의 전체 수이다. 데이터 수신과 동일한 처리를 이용하기 위해, 타이밍 및 액세스 윈도우 크기 T 는 OFDM 데이터 심볼들에 대한 윈도우 크기와 동일할 것이다. 시간 T_S 는 멀티톤 신호의 길이이며, T 보다는 크고 타이밍 및 액세스 신호의 전체 길이보다는 작을 것이다. 수학적 식 1의 소정의 신호 $u(t)$ 는 기간 T 로 주기적이다.

멀티톤 신호는 OFDM 데이터 송신에 대해서도 또한 이용되는 IFFT 처리기를 이용하여 모바일에 의해 계산될 수 있다. 대안적으로, 신호는 사전계산되어 모바일의 메모리 내에 저장될 수 있다.

본 실시예에서의 멀티톤 신호들의 중요한 특성은, 비중첩하는 톤 주파수들의 세트를 갖는 2 개의 멀티톤 신호가 길이 T 의 소정의 기간 동안 직교한다는 것이다. 더욱이, 수신된 신호들은 송신된 신호들과 동일한 톤을 갖는 멀티톤 신호일 것이므로, 그러한 2 개의 멀티톤 신호는 상이한 다중 경로 채널들을 통해 송신된 경우에도 직교 상태로 유지될 것이다. 따라서, 직교 상태로 수신된 타이밍 및 액세스 신호들은 톤들의 분리된 세트를 갖는 멀티톤 신호들을 이용하여 쉽게 구성될 수 있다.

예로써, 2 개의 예시적인 멀티톤 타이밍 및 액세스 신호 포맷, 즉 단일 샘플 타이밍 및 액세스 신호와, 다중 샘플 타이밍 및 액세스 신호가 이하 기술될 것이다.

단일 샘플 타이밍 및 액세스 신호

도 1은 본 발명에 따른 단일 샘플 타이밍 및 액세스 신호의 예를 도시한다. 타이밍 및 액세스 간격은 타이밍 및 액세스 신호들이 수신되는 간격을 의미한다. 비록, 도 1에서는 단지 하나의 타이밍 및 액세스 신호만을 도시하고 있으나, 다른 모바일로부터의 많은 타이밍 및 액세스 신호들이 동일한 타이밍 및 액세스 간격에서 수신될 수 있음을 알아야 한다.

기지국은 전체 타이밍 및 액세스 간격의 하나의 샘플 윈도우를 취한다. 샘플 윈도우는 길이 T 를 가지며, 간격의 시작으로 부터 시간 T_0 에서 시작한다. 타이밍 및 액세스 간격의 전체 길이는 T_i 로서 나타내진다. 단일 샘플 타이밍 및 액세스 신호 그 자체는 양 단부에서의 길이 T_{g1} 및 T_{g2} 의 보호 기간(이하 기술됨)과 더불어, 길이 T_S 의 하나의 멀티톤 신호를 포함한다. 멀티톤 신호는 전술한 수학적 식 1의 형태를 갖는다. 직교성을 위해, 상이한 타이밍 및 액세스 신호들은 톤 주파수 $\omega_1, \dots, \omega_M$ 의 비중첩 세트를 이용한다. 톤 주파수 ω_m 및 계수 a_m 의 선택에 대해서는 이하에 기술될 것이다. 타이밍 및 액세스 신호는 타이밍 및 액세스 간격과 동일한 길이를 갖는다.

타이밍 및 액세스 신호는 기지국 타이밍 및 액세스 간격에 대해 Δ 로 나타낸 바와 같은 에러를 가지면서 도달하는 것으로 도시되어 있다. 일반적으로, Δ 는 양(positive) 또는 음(negative)일 수 있다. 제안된 신호 구성 및 타이밍 추정을 위해, 최대 타이밍 에러 상에 소정의 선형적 경계가 있는 것으로 가정한다. 타이밍 또는 액세스 신호를 송신하기 전에, 이들 경계 내에 타이밍 에러가 속하도록 보장하는 소정의 레벨의 동기화를 모바일이 얻는 것으로 가정한다. 이들 타이밍 에러 경계는 최종적인 원하는 타이밍 에러들보다 클 수 있으며, 개방 루프 동기화와 같은 알려진 기법에 의해 성취될 수 있다.

도 1에 도시된 바와 같은 길이 T_{g1} 및 T_{g2} 의 보호 기간은 송신이 없는 기간이다. 보호 기간은 멀티톤 신호가 타이밍 및 액세스 간격 밖에서의 데이터 수신을 방해하지 않을 것을 보장한다. 길이 T_{g1} 및 T_{g2} 는 타이밍 에러 Δ 의 가능한 범위를 커버하도록 충분히 커야 한다.

샘플 윈도우의 시작 포인트 T_0 은 샘플 윈도우가 모든 가능한 Δ 값들에 대해 T_S 길이의 멀티톤 신호 내에 전체적으로 놓이도록 선택되어야 한다. 또한, 최대 지연 확산 δ_{max} 를 갖는 채널에서, 샘플 윈도우는 멀티톤 신호의 시작으로 부터 적어도 δ_{max} 에서 시작되어 채널이 T 샘플 윈도우 전에 안정 상태 사인과 응답하도록 보장해야 한다. 이러한 정렬로, 기지국은 T_S 길이의 멀티톤 신호의 정확하게 하나의 T 기간의 안정 상태 사인과 응답을 샘플링한다. 또한, T_0 은 필요한 경우 조절되어, 타이밍 및 액세스 샘플 윈도우가 OFDM 데이터 심볼의 샘플 윈도우와 동기화되도록 할 수 있다.

알려지지 않은 타이밍 에러 Δ 및 채널 지연 확산 δ_{max} 를 커버하기 위해, 모바일은 하나의 기간 T 보다 큰 시간 T_S 동안 멀티톤 신호를 송신해야 한다. 이것은 통상적인 OFDM에서 이용되는 주기적 프리픽스와 유사하다. 그러나, 이러한 초과 길이 $T_S - T$ 는 일반적으로 OFDM 데이터 심볼에서의 주기적 프리픽스보다 클 것이며, 그 이유는 초과 길이가 아직 동기화되지 않은 모바일로부터의 타이밍 에러를 커버해야 하기 때문이다.

다중 샘플 타이밍 및 액세스 신호

어떠한 환경에서, 모바일은 동시에 많은 수의 톤을 송신하기에는 불충분한 전력을 가질 수 있다. 송신된 톤의 피크 수를 감소시키기 위해, 다중 샘플 타이밍 및 액세스 신호 포맷을 이용할 수 있으며, 여기서는 많은 멀티톤 신호들이 시간적으로 순차 송신된다.

도 2는 본 발명에 따른 다중 샘플 타이밍 및 액세스 신호를 도시한다. 타이밍 및 액세스 신호는 차례로 송신된 L 개의 멀티톤 신호들의 시퀀스를 포함한다. 기지국은 L 개의 멀티톤 신호들 각각으로부터 T 길이의 샘플을 취한다. 단일 샘플의 경우에서 처럼, L 개의 멀티톤 신호들 각각은 길이가 T_S 이며 수학적 1의 형태를 갖는다. L 개의 샘플 윈도우들 각각에서, 상이한 타이밍 및 액세스 신호들은 비중첩하는 톤 주파수들의 세트를 이용해야 한다.

도 1의 단일 샘플 신호에서 처럼, 멀티톤 신호 시퀀스의 시작부 및 종료부에 보호 기간이 부가되어 인접 데이터를 수신하는 것을 방지할 수 있다. 정렬을 위해, 보호 기간은 멀티톤 신호들 사이에도 또한 부가될 수 있다. 또한, L 개의 샘플 윈도우는 그들이 L 개의 멀티톤 신호들 각각의 하나의 T 기간 안정 상태 응답을 취하도록 정렬되어야 한다.

단일 시간 분해성 최적화

수학적 1의 직교 멀티톤 동기화 신호를 설계하는 것은 신호당 톤의 수 M을 선택하고, 각각의 신호에 대해 톤 주파수 ω_m 및 계수 a_m 을 선택하는 것을 포함한다. 예시를 위해, 설계 기준으로서 시간 분해성 및 피크 대 평균 비율을 이용하여 예시적인 신호 설계에 대해 기술할 것이다. 그러나, 타이밍 신호의 정밀한 추정에는 특정의 채널 모델을 이용한 상세한 시뮬레이션을 필요로 하는 것이 일반적임을 알아야 한다. 이 섹션에서는 전술한 2 개의 설계 기준 중에서 첫 번째의 기준, 즉 시간 분해성을 고려할 것이다.

일반적으로, 타이밍 신호는 신호의 도달 지연이 기지국에 의해 쉽게 추정될 수 있도록 설계되어야 한다. 시간 분해성은 채널 페이딩 및 잡음이 존재하는 경우에 있어서 이러한 추정값 얼마나 용이한지의 여부를 의미한다.

간략성을 위해, 우선 단일 경로 채널 모델을 가정한, 멀티톤 신호의 설계를 고려한다. 그런 다음, 다중 경로 채널의 경우로 설명을 확장할 것이다. 단일 경로 채널에서, 모바일은 타이밍 신호 $u(t)$ 를 송신하고, 기지국은 그 신호의 지연 버전인 $u(t-\tau)$ 를 수신한다. 기지국은 수신 신호로부터 지연 τ 를 추정해야 한다.

수학적 1의 주기 신호 $u(t)$ 의 경우, 신호의 주기적 샘플링 자동 상관은 그 시간 분해성의 하나의 간단한 측정으로서 이용될 수 있다. 즉, 다음과 같다.

$$\text{수학적 2}$$

$$R_u(\tau) = \sum_{k=0}^{N-1} u(kT/N) \bar{u}(kT/N - \tau) = \sum_{m=1}^M |a_m|^2 e^{j\omega_m \tau}$$

주기적 자동 상관 $R_u(\tau)$ 는 신호 $u(t)$ 와 $u(t-\tau)$ 간의 상관도를 나타낸다. 만약, 자동 상관 크기 $|R_u(\tau)|$ 가 크다면, τ 만큼 분리된 2 개의 지연들을 분해하는 것이 어려울 것으로 예상될 수 있다.

이러한 사실은 본 명세서에서 참조로 인용된, 에이. 제이. 비터비(A. J. Viterbi)에 의한 "CDMA: Principles of Spread-Spectrum Communication"(New York, Addison Wesley, 1995)의 부록 3에 기술된 것과 유사한 분석에 의해 보다 정확히 입증될 수 있다. 이러한 분석에 이어, 지연된 타이밍 신호 $u(t-\tau)$ 의 잡음, 페이딩 측정 기반으로 2 개의 지연 $\tau = \tau_1$ 및 $\tau = \tau_2$ 사이를 구별하는데 있어서의 최소 에러 가능성을 계산할 수 있다. 이러한 최소 에러 가능성은 자동 상관 크기 $|R_u(\tau_1 - \tau_2)|$ 와 더불어 증가하고, 신호 전력 $|R_u(0)|$ 와 더불어 감소함을 알 수 있다.

따라서, 양호한 시간 분해성을 위해, 분해될 모든 지연 차 τ 에 대해 작은 $|R_u(\tau)|$ 를 갖고, 가능한한 큰 신호 전력 $R_u(0)$ 를 갖는 것이 바람직하다. 즉, "피크형(peaky)" 또는 "화이트 노이즈형(white-noise like)" 자동 상관을 갖는 신호를 갖는 것이 바람직하다.

소정의 수의 톤 M의 경우, 양호한 자동 상관 $R_u(\tau)$ 의 성취를 위해 톤 주파수 ω_m 및 계수 a_m 을 선택하는 일반적인 문제는 어렵다. 그러나, 각각의 타이밍 신호가 인접하는 톤들로 이루어지는 경우 이러한 문제는 매우 간단해진다. 즉, 톤 0 내지 M-1로부터 하나의 타이밍 신호가 구성되고, 톤 M 내지 2M-1로부터 제 2의 신호가 구성되는 등으로 된다. 인접한 톤들로, 수학적 2에서의 자동 상관 $R_u(\tau)$ 는 양의 계수 $|a_m|^2$ 를 갖는 M탭 FIR(finite impulse response) 필터의 주파수 응답으로서 간주될 수 있다. 따라서, "피크형" 자동 상관을 생성하기 위해, 양의 계수를 갖는 표준 FIR 저역 통과 필터를 이용할 수 있다.

적절한 FIR 필터 설계 기법에 대해서는, 본 명세서에서 참조로 인용된, 예를 들면, 에이. 브이. 오펜하임(A. V. Oppenheim) 및 알. 더블유. 샤퍼(R. W. Schaffer)에 의한 "Digital Signal Processing"(Englewood Cliffs, NJ, Prentice Hall, 1975)에 기술되어 있다. 멀티톤 신호에 매우 적합한 한 가지 FIR 설계 기법은 체비체프 다항식에 기초한 것이다. 이 기법은 다음과 같은 최소-최대 최적화(min-max optimization)에 기초하여 계수 a_m 을 선택하며, $\delta > 0$ 으로 고정하고, 최소화를 위해 수학적 1에서 계수 a_m 을 찾는다.

$$\text{수학적 3} \\ \min_{a_1, \dots, a_M} \max_{\tau \in [\delta, T-\delta]} |R_u(\tau)| \quad \text{subject to } R_u(0) = E_{\max}$$

여기서, E_{\max} 는 최대 허용 신호 전력이다. 이러한 공식은 모든 $\tau \in [\delta, T-\delta]$ 에 대해 자동 상관 $|R_u(\tau)|$ 를 균일하게 최소화하고, 결과적으로는 δ 보다 큰 모든 상대적인 지연의 분해성을 최대화한다. 변수 δ 는 최소 분해성 지연 분리를 결정하며, 설계 파라미터로서 조절될 수 있다. M 개의 인접한 톤들은, 수학적 3에 대한 해법이 표준이며, 체비체프 필터에 의해 주어진다. 정확한 수학적식은, 예를 들면, 제이. 엘. 브레너(J. L. Brener)에 의한 "Application of Chebychev Polynomials to Antenna Design"(Topics in Polynomials of One and Several Variables and their Application)과, 티. 엠. 스리니바스타바(T. M. Srinivastava) 및 에이. 야나스하우카스(A. Yanashaukas)(편집자)에 의한 World Scientific Publ., 1993의 문헌에서 찾아 볼 수 있으며, 이것은 다중 안테나 설계에 대해 유사한 문제를 해결한다.

상기 분석은 단일 경로 채널 모델을 가정한다. 다중 경로 채널에서는, 채널 페이딩이 존재시 신호 도달 시간이 추정될 필요가 있다. 채널 페이딩을 방지하고자 하는 본 출원의 발견적 기법은 톤 선택시에 몇몇 주파수 다이버시티를 통합하는 것이다. 즉, 각 멀티톤 신호의 톤들은 커다란 주파수 범위를 가져야 한다. 이러한 방법에서, 주파수 선택 페이딩은 멀티톤 신호에서의 톤들의 서브셋에만 영향을 미칠 것이므로, 신호 도달 시간 추정에 대한 나쁜 영향이 감소된다.

불행히도, 인접한 톤 선택은 용이한 계수 설계를 허용하지만, 톤들이 모두 서로 인접하여 위치되므로, 인접 톤들은 적은 주파수 다이버시티를 제공한다. 주파수 다이버시티를 추가하는 간단한 방법은, 멀티톤 신호가 인접한 톤들의 그룹으로 구성되도록 하는 것이며, 그 그룹들은 채널 코히어런스 대역폭 이상으로 분리된다. 각 인접 그룹 내의 톤들의 계수는 전술한 FIR 및 체비체프 기법에 의해 설계될 수 있다. 다중 샘플 타이밍 및 액세스 신호에서, 상이한 인접 그룹들이 상이한 샘플 윈도우들에 나타날 수 있다.

단일 피크 대 평균 비율 최적화

대부분의 무선 주파수(RF) 증폭기들에 있어서, 신호를 송신하는데 필요한 전력은 일반적으로 그 평균 제곱이 아닌, 신호의 피크값에 의해 결정된다. T 기간 신호 $u(t)$ 의 경우, 다음과 같은 피크 대 평균 비율(PAR)을 정의한다.

수학적 4

$$PAR = \frac{\|u\|_{\infty}^2}{\|u\|_2^2}$$

여기서

$$\|u\|_{\infty}^2 := \sup_{t \in [0, T]} |u(t)|^2 \\ \|u\|_2^2 := \frac{1}{T} \int_0^T |u(t)|^2 dt$$

모든 신호에 대해, $PAR \geq 1$ 이다. 큰 PAR을 갖는 신호는 송신하기 위해 보다 큰 피크 전력을 필요로 하므로, RF 증폭기에서 보다 큰 동적 범위를 필요로 한다. 따라서, 가능한한 (1에 근사한) 작은 PAR을 갖는 것이 바람직하다.

위에서 도시된 바와 같이, 수학적 2에서의 자동 상관 함수 $|R_u(\tau)|$ 는 단지 계수 크기 $|a_m|$ 에만 의존한다. 따라서, 자동 상관에 영향을 미치지 않으면서 PAR을 최소화하도록 계수 a_m 의 위상을 선택하는 것이 가능하다.

PAR의 최소화를 보다 상세히 기술하기 위해, 복소 계수 $a_m = h_m \exp(j\phi_m)$ 을 기록한다(여기서, $h_m \geq 0$ 은 크기이고, ϕ_m 은 위상). 크기 h_m 은 전술한 시간 분해성 최적화에 의해 결정되는 것으로 가정한다. PAR은 위상 ϕ_m 을 조절함으로써 최소화된다. h_m 의 값은 수학적 4에서의 놈(norm) $\|u\|_2$ 를 고정하며, 따라서 위상 ϕ_m 에 대한 PAR 최소화는 피크 놈 $\|u\|_\infty$ 최소화와 동가이다. 따라서, PAR 최소화는 다음과 같이 재기록될 수 있다.

수학적 5

$$\min_{\phi_1, \dots, \phi_M} \|u\|_\infty = \min_{\phi_1, \dots, \phi_M} \max_{t \in [0, T]} \left| \sum_{m=1}^M h_m e^{j(\omega_m t + \phi_m)} \right|$$

적절한 크기의 M을 위해, 잘 알려진 수 최적화 기법들에 의해 대략적으로 문제를 해결할 수 있다.

다중 경로 타이밍 추정 및 액세스 검출

슬롯형 타이밍 및 액세스 시스템에서, 일반적으로 타이밍 및 액세스 신호들의 존재에 대해 각 타이밍 및 액세스 간격을 탐색하는 것이 기지국의 임무이다. 검출된 각 신호에 대해, 기지국은 어떠한 타겟 도달 시간에 대한 신호의 도달 시간을 측정하여, 적절한 타이밍 보정을 모바일로 되전송한다. 이러한 선택은 전술한 멀티톤 신호들의 검출 및 타이밍 추정을 고려한다.

멀티톤 신호들의 추정 및 검출을 위해, 랜덤 다중 경로 채널 모델이, 대응하는 ML 추정기와 함께 이용될 수 있다. 랜덤 다중 경로 모델을 이용함으로써, 액세스 및 검출은 채널 변화 및 채널 다중 경로에 대해 고유하게 강건할 것이다. 또한, 일반적으로 ML 추정기는 추정 에러에 대해 양호한 통계 특성을 갖는 것으로 알려져 있으므로, 정확한 검출 및 추정을 제공해야 한다. 또한, 랜덤 다중 경로 채널 모델에 대한 ML 추정기는 간단한 FFT 루틴들로 구현될 수 있다.

다중 경로 채널 모델 및 추정 문제는 다음과 같이 정의될 수 있다. 채널은 T 길이 샘플 윈도우의 시작에 대해 일부 간격에 포함된 랜덤 도달 시간 $[\tau, \tau + \delta_{\max}]$ 을 갖는, 다수의 독립적 랜덤 페이딩 경로로 구성되는 것으로 가정된다. 간략성을 위해, 단일 샘플 멀티톤 신호들의 추정 및 검출에 대해서만 기술할 것이다. 이하의 예시적인 설계에 나타난 바와 같이, 다중 샘플 신호들로의 확장은 간단하다. 변수 τ 는 제 1 도달 시간을 나타내며, δ_{\max} 는 최대 지연 확산이다. 기지국은 선형적으로 지연 확산 δ_{\max} 및 평균 채널 전력 지연 프로파일 $p(t)(t \in [0, \delta_{\max}])$ 를 알고 있는 것으로 가정한다. 그러나, 제 1 도달 시간 τ 는 알려지지 않는다.

기지국에 대한 문제는 이러한 제 1 도달 시간 τ 를 추정하는 것이다. τ 를 추정하는 것은 모바일로부터의 신호 도달 시간의 범위를 위치시킬 것이다. 알려진 도달 시간의 범위와 관련하여, 기지국은 타이밍 보정을 모바일로 전송할 것이며, 모바일은 보정을 적용한 후, 모바일로부터의 모든 신호 경로가 기지국 주기적 프리픽스 내에 도달할 것을 보장할 것이다.

알려지지 않은 제 1 도달 시간 τ 는 간격 $\tau \in [0, T]$ 의 범위인 것으로 가정할 것이다. 멀티톤 신호들은 T 기간이므로, 신호의 도달 시간은 T의 배수들 까지만 결정될 수 있다. $\tau \in [0, T]$ 의 가정은 τ 를 하나의 T 주기 간격으로 제한하여 도달 시간을 명확하게 한다.

랜덤 다중 경로 채널 모델의 경우, ML 추정기는 표준 시간 영역 상관의 합산에 의해 주어짐을 알 수 있다.

도 3은 본 발명에 따른 다중 경로 검출 및 타이밍 추정 시스템(100)의 예시적인 실시예를 도시한다. 시스템(100)은 전술한 ML 추정기의 대략적인 FFT 기반 구현이며, OFDM 시스템의 기지국 내에서 구현된다. 기지국은 수학적 1의 멀티톤 신호 $u(t)$ 의 존재를 검출하여 타이밍을 추정하는 것으로 가정한다. 검출 및 추정될 신호의 계수 a_m 및 주파수 ω_m 은 기지국에 알려진다.

도 3의 시스템(100)에 대한 입력 신호 $y(t)$ 는 타이밍 및 액세스 간격으로부터 취해진 복소, 기저대역, T 샘플이다. 간략성을 위해, 다시 단일 샘플 타이밍 및 액세스 신호를 가정한다. 시스템(100)은 N 개의 신호 샘플을 취한 후, IFFT 구성 요소(102)에서 N 포인트 IFFT를 계산한다. IFFT 성분들의 벡터를 Y로 나타낸다. 벡터 Y는 승산기(103-m)($m=1, 2, \dots, S$)를 이용하여 벡터 \hat{A}_m 에 의해 성분 방식(component-wise) 승산되며, 각각의 결과는 벡터들을 얻기 위해 대응하는 FFT 크기 구성 요소(104-m)를 통과한다.

수학식 6

$$r_m = |\text{FFT of } (Y \cdot A_m)|^2, \quad m=1, \dots, S$$

벡터 \hat{A}_m 는 $u(t)$ 의 소정의 다중 경로 성분의 IFFT 벡터의 복소 공액들이며, 이하에 기술된다. 다중 경로 성분의 수 S는 M 미만이며, 이하에 기술될 것이다.

r_{mk} 를 r_m 의 k 번째 성분이라고 하면, 이것은 k 샘플의 지연에서 m 번째 다중 경로 성분의 상관을 나타낸다. 벡터 r_m 은 구성 요소(106)에서 합산되어, 모든 다중 경로 성분에 대한 전체 전력을 제공한다. 시스템(100)은 최대 전체 전력이 충분히 큰 경우, 신호 $y(t)$ 가 동기화 신호 $u(t)$ 포함한다고 추정한다. 즉, 다음과 같은 경우 신호가 검출된다.

수학식 7

$$\max_{k=0, \dots, N-1} \sum_{m=1}^S r_{mk} > C$$

여기서, $C > 0$ 은 조절가능한 임계값이다. 최대 판정 및 임계화(thresholding) 프로세스는 각각 구성 요소들(108, 110)에서 구현된다. 신호가 검출되면, 신호의 제 1 도달 시간에 대한 추정가 다음과 같이 주어진다.

수학식 8

$$\hat{\tau} = \frac{T}{N} \left[\arg \max_{k=0, \dots, N-1} \sum_{m=1}^S r_{mk} \right]$$

전술한 바와 같이, 제 1 도달 시간의 추정 $\hat{\tau}$ 는 신호의 도달 시간들을 범위 $[\hat{\tau}, \hat{\tau} + \delta_{\max}]$ 로 위치시킨다. 추정된 도달 시간 범위로, 기지국은 적절한 타이밍 보정을 모바일로 전송할 수 있다.

다중 경로 성분 벡터 A_m 은 다음과 같이 사전 계산될 수 있다. $M \times M$ 매트릭스 R을 정의하면, 그것의 k, l 번째 성분은 다음과 같이 주어진다.

수학식 9

$$R_{k,l} := \int_0^{\delta_{\max}} p(\tau) e^{j(\omega_k - \omega_l)\tau} a_k \bar{a}_l d\tau$$

또한, 다음과 같이 매트릭스를 정의한다.

수학식 10

$$Q := I - (I + \gamma^2 R)^{-1}$$

여기서, $\gamma > 0$ 는 예상되는 신호 대 잡음비에 따라 조절가능한 파라미터이다. σ_m ($m=1, \dots, S$)을 Q의 S 가장 큰 고유값들로, U_m 을 대응하는 고유 벡터로 놓는다. 그다음, 다중 경로 성분 벡터 A_m 은 N 차원 벡터이며, 그것의 l 번째 성분은 다음과 같이 주어진다.

수학식 11

$$A_{m,l} = \begin{cases} \sigma_m U_{m,k} & \text{if } l = n_k \\ 0 & \text{else} \end{cases}$$

여기서, n_k 는 수학식 1의 멀티톤 신호에서의 k 번째 톤의 지수이며, $U_{m,k}$ 는 M 차원 벡터 U_m 의 k 번째 성분이다. 이 알고리즘에서 이용된 고유 벡터들의 수 S 는 조절가능하다. 큰 수 S 의 고유 벡터를 이용하면, 추정 정확도가 향상되지만, 구현시에 있어서의 FFT 유닛의 수가 증가된다.

타이밍 추적

지금까지의 설명은 단일 동기화 측정으로부터의 타이밍 추정을 고려하였다. 그러나, 정상적인 조건하에서, 타이밍 에러는 연속적인 재동기화들 사이에서 크게 변하지 않는다. 따라서, 타이밍 추정은 상이한 재동기화들로부터의 타이밍 에러 추정들을 조합함으로써 향상될 수 있다.

연속적인 타이밍 에러 추정들을 조합하는 간단한 기법은, 모바일이 기지국으로부터의 타이밍 보정을 선형적으로 저역 통과 필터링한 후, 필터링된 보정을 이용하여 송신 클럭을 조절하는 것이다. 타이밍 에러 추정들을 필터링하면 상이한 추정들로부터의 랜덤 추정 에러들이 평균화된다.

도 4는 모바일에 위치하는 필터링 클럭 오프셋 조절 시스템(200)의 가능한 하나의 구현을 도시한다. 도 4의 시스템(200)에 대한 입력 e_k 는 모바일 수신기 내의 k 번째 동기화로부터의 타이밍 에러 추정이다. 타이밍 에러 추정은 기지국에서 수행되며, 다운링크에서 모바일로 송신된다. 시스템(200)의 출력은 송신(TX) 클럭 어드밴스 d_k 이며, 이것은 모바일의 업링크가 기지국에서 정확한 시간에 도달하도록 하기 위해 모바일이 그의 송신 클럭에 적용하는 시간 오프셋이다.

추정된 타이밍 에러 e_k 는 큰 값을 차단하기 위해 우선 클리퍼(clipper)(202)를 통과하며, 그러한 큰 값은 수신기에서의 불량한 타이밍 에러 측정, 또는 피드백 신호의 훼손으로 인한 것이다. 클리퍼(202)에 대한 하나의 예시적인 구현은 다음과 같다.

수학식 12

$$g_k = \begin{cases} e_k & \text{if } |e_k| \leq M, \\ 0 & \text{else} \end{cases}$$

여기서, M 은 조절가능한 임계값이다. 보다 정교한 클리퍼(202)는 다음과 같을 것이다.

수학식 13

$$g_k = \begin{cases} e_k & \text{if } |e_k| \leq M, \text{ or if } |e_k| > M, |e_{k-1}| > M, \dots, |e_{k-r}| > M \\ 0 & \text{else} \end{cases}$$

이 예에서, 마지막 $r + 1$ 값들이 모두 임계값 M 보다 크다면, 신호 e_k 는 클리핑되지 않는다.

클리핑 이후에, 클리핑된 추적 에러(tracking error) g_k 는 도시된 바와 같이 정적 이득 L 을 갖는 구성 요소(204), 합산 구성 요소(206) 및 피드백 지연 구성 요소(208)를 포함하는 표준 통합 추적 루프(standard integrating tracking loop)를 통과하게 된다. 구성 요소(204)의 이득 L , $[0, 1]$ 은 응답 시간 대 잡음 필터링을 시작하도록 조절될 수 있다.

설계 예

위에서 기술된 설계 절차를 설명하기 위해 간단한 예가 제공될 것이다. 표 1에 도시된 파라미터들을 갖는 OFDM 시스템을 고려한다. 파라미터들은 음성 트래픽을 갖는 외부 셀룰라 무선 시스템에 기초한 것이다. 심볼 기간 $T_{SYM} = 100\mu s$ 를 가정하며, 이것은 초당 10 킬로심볼(ksymbol)의 심볼 레이트를 제공한다. QPSK 변조에서, 이러한 레이트는 단일 톤에서 레이트 $1/2$ 코딩을 갖는 9.6 kbps의 표준 음성 코딩 레이트 지원하기에 적합하다. 최대 지연 확산을 $\delta_{max} = 5$ 라고 가정하면, 그것은 평탄한 지형에서의 최악의 경우의 채널을 커버할 것이다. $15\mu s$ 의 주기적 프리픽스는 $\pm 5\mu s$ 의 타이밍 에러와 더불어, $5\mu s$ 의 지연 확산을 허용한다. 기본 톤 기간 $T = T_{SYM} - T_{CP} = 85\mu s$ 이며, 톤 스페이싱은 $1/T = 12.5$ kHz이다. 5 MHz의 표준 대역폭 할당은 $N_1 = 380$ 톤들을 5% 초과 대역폭에 맞춘다. 2의 멱승과 동일한 다수의 톤을 필요로 하는 FFT 처리를 지원하기 위해, 이 예에서는 샘플 윈도우가 $N=512$ 포인트에서 샘플링되며, 상부 132 톤들은 이용되지 않는 것으로 가정한다.

샘플 윈도우를 정렬하고 보호 시간을 조절하기 위해, 타이밍 에러에 대해 몇 가지 가정이 필요하다. 이 예에서, 신호 도달 시간과 기지국 타이밍 및 액세스 간격의 시작 사이의 타이밍 에러 $\Delta \in [\Delta_{\min}, \Delta_{\max}]$ 의 범위인 것으로 가정하며, Δ_{\min} 및 Δ_{\max} 의 값은 표 1에 도시되어 있다. 위에서 언급한 바와 같이, T 기간 멀티톤 신호의 타이밍 추정은 T의 배수까지 불명확하다. 따라서, 타이밍 에러 Δ 에 대해 $\Delta_{\max} - \Delta_{\min} < T$ 가 명확하게 추정될 필요가 있다. 타이밍 재동기화 및 액세스 신호에 대해 다른 타이밍 범위가 가정된다. 액세스 신호에 대해, 타이밍 에러는 기지국과 모바일 간의 라운드 트립(round-trip) 전달 시간이다. 타이밍 에러 범위 $[0, 70\mu\text{s}]$ 는 10.5 km까지의 셀 반경을 허용한다. 재동기화 신호에 대해, 타이밍 에러는 재동기화 직전의 에러이다. 모바일은 재동기화 전에 주기적 프리픽스 내에 동기화되는 것으로 가정하며, 최대 타이밍 에러는 $\pm 15 \mu\text{s}$ 일 수 있다. 안전성을 위해, 표 1에서는 약간 큰 범위인 $\pm 20 \mu\text{s}$ 로 가정한다.

도 5는 전술한 시스템에 대한 다중 샘플 신호 설계를 도시한다. 시간축 상의 표시는 기지국에서의 OFDM 심볼 기간들 사이의 경계를 나타낸다. 설명을 위해, 정수의 OFDM 심볼 기간을 갖는 타이밍 및 액세스 간격을 이용하는 것이 편리하므로, 이 예에서는 타이밍 및 액세스 간격을 5 심볼, 또는 $500 \mu\text{s}$ 의 길이라고 가정한다. 신호에서의 멀티톤 성분들의 수는 이동국에서 이용가능한 피크 전력에 의존한다. 설명을 위해, 타이밍 및 액세스 신호는 $L=2$ 멀티톤 성분을 갖는 것으로 가정한다.

기지국은 2 개의 멀티톤 성분들 각각으로부터 하나의 T 기간 샘플을 취한다. 데이터 신호의 샘플링으로 타이밍 및 액세스 신호의 샘플링을 동기화하기 위해, T_{SYM} 길이 심볼 기간의 마지막 T 초로부터 샘플링이 취해진다. 제 1 멀티톤 성분은 5 심볼 타이밍 및 액세스 간격의 제 2 심볼에서 기지국에 의해 샘플링되며, 제 2 성분은 제 4 심볼에서 샘플링된다.

멀티톤 성분들은 각각 $T_S = 2T = 170 \mu\text{s}$ 의 길이이며, 이것은 타이밍 에러 Δ 에서 최대 범위를 허용한다. 표 1에 도시된 보호 시간 T_{g1} , T_{g2} 및 T_{g3} 은 모든 타이밍 에러들 $\Delta \in [\Delta_{\min}, \Delta_{\max}]$ 에 대해, 2 개의 멀티톤 신호들 각각의 정확하게 하나의 T 기간이 정확한 샘플 기간에 속하는 것을 보장한다. 또한, 모든 타이밍 에러에 대해, 멀티톤 신호 성분들은 항상 타이밍 및 액세스 간격 내에 수신될 것이다.

[표 1]

설계 예에 대한 파라미터

심볼	값	내용
N	512	톤의 수
N_1	380	이용된 톤의 수
T	85 μ s	기본 톤 기간
T_{SYM}	100 μ s	OFDM 심볼 기간
T_{CP}	15 μ s	주기적 프리픽스 길이 ($T_{SYM} - T$)
δ_{max}	5 μ s	최대 지연 확산
Δ_{min}	0 μ s (액세스) 20 μ s (재동기화)	최소 타이밍 에러
Δ_{max}	70 μ s (액세스) 20 μ s (재동기화)	최대 타이밍 에러
T_i	500 μ s	타이밍 및 액세스 신호 길이
L	2	타이밍 및 액세스 신호당 멀티톤 신호의 수
T_s	170 μ s	멀티톤 신호 길이
T_{g1}	30 μ s (액세스) 50 μ s (재동기화)	초기 보호 기간
T_{g2}	30 μ s	멀티톤 신호들 사이의 보호 기간
T_{g3}	100 μ s (액세스) 80 μ s (재동기화)	최종 보호 기간
M	16	멀티톤 신호당 톤의 수
N_{SIG}	23	타이밍 및 액세스 신호의 수

각 멀티톤 신호에서 이용된 톤의 수는 이동국에서 이용가능한 송신 전력, 원하는 타이밍 분해도, 각 간격에서 이용가능한 타이밍 및 액세스 신호의 수에 의존한다. 예로써, 각 멀티톤 신호 내에 $M = 16$ 톤을 가지며, 전체 타이밍 및 액세스 신호에 대해 전체 32 개의 톤을 제공하는 멀티톤 신호 설계를 고려할 것이다. 각 멀티톤 신호에 대해 이용가능한 380 개의 톤을 가지고, 상호 중첩하지 않는 톤들의 세트를 갖는 $N_{SIG} = 23$ 타이밍 및 액세스 신호를 구성할 수 있다. 시스템 요구 사항에 따라, 23 개의 신호는 타이밍 재동기화를 위한 신호와 액세스를 위한 신호로 분할될 수 있다.

23 개의 타이밍 및 액세스 신호들 사이에 톤을 할당하는데 있어 여러 가지의 옵션들이 이용가능하다. 전술한 FIR 설계 기법을 이용하기 위해, 타이밍 및 액세스 신호 $LM = 32$ 인접 톤들 각각을 할당하고, 2 개의 멀티톤 신호들 각각에 16 톤들을 전송할 수 있다. 그러나, 주파수 다이버시티를 위해, 톤들을 예를 들면, 각각 16 개의 톤으로 이루어지는 2 개의 인접하며 서로 분리되어 있는 그룹으로 분할하는 것이 바람직하다. 16 톤의 제 1 그룹은 제 1 멀티톤 신호에서, 제 2 그룹은 제 2 멀티톤 신호에서 송신될 수 있다. 이러한 설계 예의 나머지에 대해, k 번째 타이밍 및 액세스 신호($k=1, \dots, 23$)가 제 1 멀티톤 신호에 대해 $16(k-1)$ 내지 $16k-1$ 개의 톤을 이용하고, 제 2 멀티톤 신호에서는 $16(l-1)$ 내지 $16l-1$ (여기서, $l = (k+12) \bmod 23$) 개의 톤을 이용하는 것으로 가정할 것이다.

이러한 톤 할당으로, 모든 멀티톤 신호는 동일한 상대적 톤 배치를 갖는다. 따라서, 모든 신호들에 대해 동일한 톤 계수 a_m ($m=1, \dots, M$)를 이용하는 것이 당연하다. 표 2는 전술한 최적화 절차에 기초하여 도출된 가능한 톤 계수들의 세트를 도시한다. 계수 크기는 $\delta=T/M$ 을 갖는 최적화 문제(3)를 해결하기 위해 체비체프 다항식을 이용하여 선택되었다. 계수 위상은 피

크 대 평균 비율(PAR)을 최소화하기 위해 최적화(5)를 이용하여 선택되었다. PAR 최적화 문제의 경우, 임의의 초기 포인트로 시작하며 랜덤 단계 방향을 갖는 변수들을 향상시키고자 시도하는 반복적인 랜덤 탐색 기법을 이용한다. 알고리즘을 100 회 실행시킨 후, 1.38의 최소 PAR을 얻었으며, 이것은 하한 경계 $PAR \geq 1$ 에 근사한 것이다.

[표 2]

설계 예에 대한 멀티톤 신호 계수

계수	값	계수	값
a_1	-0.2193 -0.1440i	a_9	0.2151 + 0.1755i
a_2	-0.1248 -0.1540i	a_{10}	0.2723 - 0.0267i
a_3	-0.2154 -0.0435i	a_{11}	-0.0051 + 0.2655i
a_4	-0.0698 -0.2279i	a_{12}	-0.0051 + 0.2655i
a_5	0.2537 -0.0022i	a_{13}	0.1841 - 0.1541i
a_6	-0.2512 +0.0860i	a_{14}	-0.1875 - 0.1145i
a_7	-0.2547 +0.0999i	a_{15}	0.1950 - 0.0356i
a_8	-0.2692 +0.0680i	a_{16}	0.0597 + 0.2555i

전술한 바와 같이, 상기 추정 및 검출 섹션은 단지 단일 샘플 신호만을 고려하였다. 그러나, 2 개의 멀티톤 신호들 각각에서의 16 톤에 대해 수신된 값들을 측정하고, 전체 32 개의 값들을 그것이 동시에 측정된 것으로 처리함으로써, 다중 샘플 신호에 대한 추정 및 검출이 동일하게 다루어질 수 있다. 이러한 코히어런트 조합은, 채널이 제 1 및 제 2 샘플 사이의 200 μs 에 대해 크게 변하지 않는 경우에 유효하다.

코히어런트 추정을 이용하여, 수학적 9 및 10에서 각각 주어진 32x32 매트릭스 R 및 Q를 구성함으로써 ML 다중 경로 타이밍 추정기를 도출할 수 있다. 만약, $\tau \in [0, \delta_{max}]$ 에 대해 $p(\tau) = 1/\delta_{max}$ 인 균일한 다중 경로 프로파일을 가정한다면, 매트릭스 Q의 32 개의 고유값들 중 단지 4 개만이 무시되지 않는 것으로 입증될 수 있다. 따라서, ML 추정기는 단지 S=4 다중 경로 상관으로 잘 구현될 수 있다.

전술한 실시예들은 단지 예시적인 것이다. 또한, 예시적인 실시예들의 설명과 관련하여 위에서 취해진 가정들은 설명의 간략성 및 명료성을 위한 것으로서, 본 발명의 영역을 제한하도록 의도된 것이 아니다. 물론, 본 발명은 이들 가정이 적용되지 않는 시스템에서도 구현될 수 있다. 더욱이, 본 명세서에서 기술된 것과는 다른 타입, 배열 및 구성을 이용하여 구성 요소들을 처리함으로써, 본 발명을 구현할 수도 있다. 당업자라면, 첨부된 청구 범위의 영역에 속하는 이들 및 다른 대안적인 실시예들도 명확히 알 것이다.

발명의 효과

본 발명에 의하면, 직교 주파수 분할 다중화(OFDM) 무선 시스템 또는 다른 타입의 무선 통신 시스템에서의 업링크 타이밍 동기화 및 액세스 제어에 이용하기 위한 향상된 신호 구성, 검출 및 추정 기법이 제공된다.

도면의 간단한 설명

도 1은 본 발명에 따른 단일 샘플 타이밍 및 액세스 신호를 도시하는 도면,

도 2는 본 발명에 따른 다중 샘플 타이밍 및 액세스 신호를 도시하는 도면,

도 3은 본 발명에 따른 기지국 다중 경로 검출 및 타이밍 추정 시스템의 예시적인 실시예를 도시하는 도면,

도 4는 본 발명에 따른, 필터링을 갖는 이동국 클럭 오프셋 조절 시스템의 예시적인 실시예를 도시하는 도면,

도 5는 본 발명에 따른 예시적인 설계에 대한 타이밍 및 액세스 신호를 도시하는 도면.

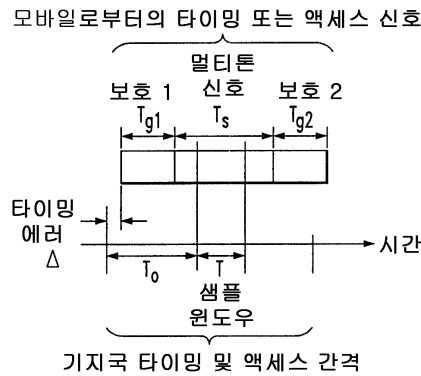
도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명

102 : IFFT 103 : 승산기

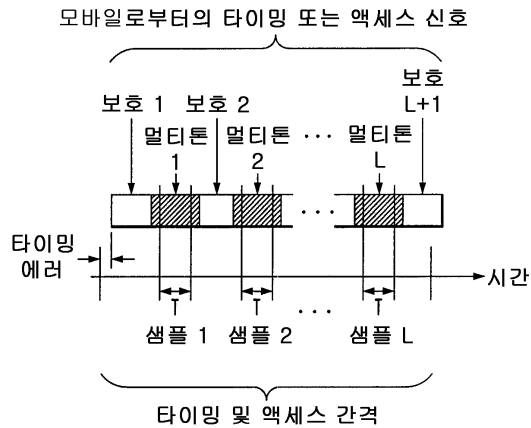
104 : FFT 크기 구성 요소

도면

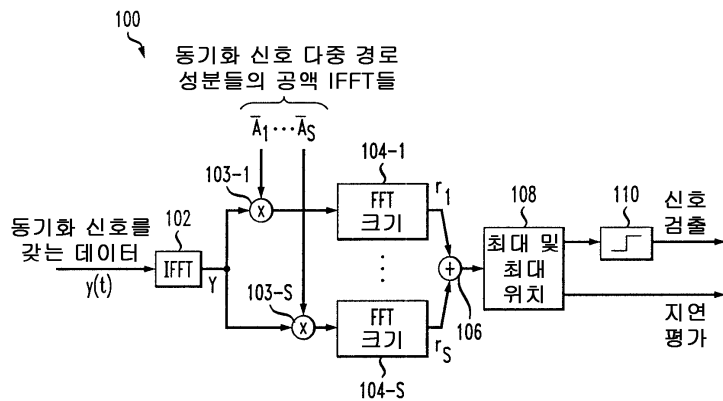
도면1



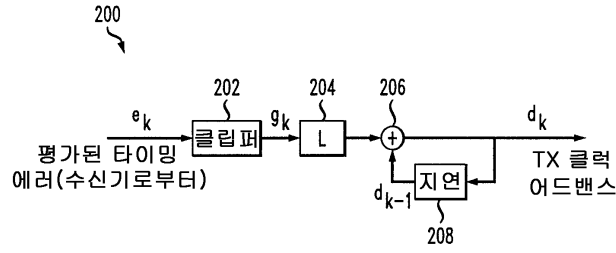
도면2



도면3



도면4



도면5

